

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-057528

(43)Date of publication of application : 27.02.2001

(51)Int.Cl. H04B 7/06
 H01Q 3/24
 H04B 7/02
 H04B 7/08
 H04B 7/26
 H04J 13/00

(21)Application number : 2000-102826

(71)Applicant : TEXAS INSTR INC <TI>

(22)Date of filing : 28.02.2000

(72)Inventor : DABAK ANAND G

(30)Priority

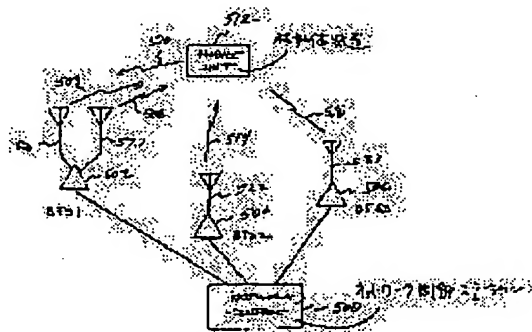
Priority number : 99 121789 Priority date : 26.02.1999 Priority country : US

(54) SELECTION OF CELL USING STTD AND SSDD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce interference in a mobile receiver.

SOLUTION: The method is used to activate a communication circuit, a plurality of signals (508, 509 and 514-516) are received from a plurality of remote transmitters (502-506) to decide which of a plurality of the remote transmitters utilizes transmission diversity. Then the signal strength of each of a plurality of the signals is calculated. Then any of the remote transmitters is selected in response to the decision and calculation process. Preferably, in a step where the signal strength is calculated, a signal versus interference ratio is calculated and a remote transmitter with a maximum signal versus interference ratio is selected.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the
 examiner's decision of rejection or application
 converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of
 rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision
 of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-57528

(P2001-57528A)

(43) 公開日 平成13年2月27日 (2001.2.27)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テームト ⁷ (参考)
H 0 4 B	7/06	H 0 4 B	7/06
H 0 1 Q	3/24	H 0 1 Q	3/24
H 0 4 B	7/02	H 0 4 B	7/02
	7/08		7/08
	7/26		7/26
			Z
			C
			D

審査請求 未請求 請求項の数14 O L 外国語出願 (全 31 頁) 最終頁に続く

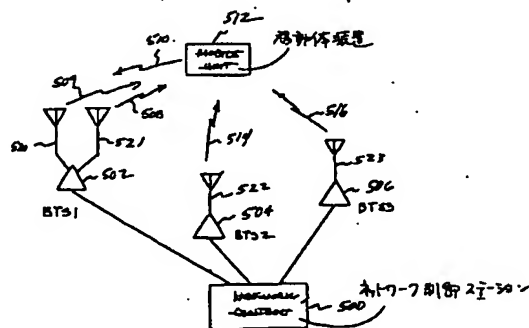
(21) 出願番号	特願2000-102826 (P2000-102826)	(71) 出願人	590000879 テキサス インストルメンツ インコーポ レイテッド アメリカ合衆国テキサス州ダラス、ノース セントラルエクスプレスウェイ 13500
(22) 出願日	平成12年2月28日 (2000.2.28)	(72) 発明者	アナンド ジー、ダバク アメリカ合衆国 テキサス、プラノ、ケン ドール ドライブ 8625
(31) 優先権主張番号	1 2 1 7 8 9	(74) 代理人	100066692 弁理士 浅村 皓 (外3名)
(32) 優先日	平成11年2月26日 (1999.2.26)		
(33) 優先権主張国	米国 (U S)		

(54) 【発明の名称】 STTD及びSSDTを用いるセル選択

(57) 【要約】

【課題】 移動体受信機での干渉を低減する。

【解決手段】 通信回路を動作させる方法であって、複数の遠隔送信機 (502-506) から複数の信号 (508-509, 514-516) を受信し、複数の遠隔送信機のうち何れが送信ダイバーシティを利用するかを決定する。複数の信号のそれぞれの信号強度が計算される。決定及び計算工程に応じて遠隔送信機の1つが選択される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 通信回路を動作させる方法であって、複数の遠隔送信機から複数の信号を受信し、複数の遠隔送信機の何れが送信ダイバーシティを用いるかを決定し、複数の信号の各々の信号の信号強度を計算し、決定工程及び計算工程に応じて遠隔送信機の1つを選択する工程を含む方法。

【請求項2】 請求項1に記載した方法であって、信号強度を計算する工程は、信号対干渉比を計算することを 10 含む方法。

【請求項3】 請求項2に記載した方法であって、遠隔送信機を選択する工程は、複数の遠隔送信機から最大信号対干渉比を有する遠隔送信機を選択することを含む方法。

【請求項4】 請求項1に記載した方法であって、複数の遠隔送信機からの複数の信号がパイロット記号を含む方法。

【請求項5】 請求項1に記載した方法であって、更に、遠隔送信機の前記1つの識別(identity)を遠隔受信機に送信する工程を含む方法。 20

【請求項6】 請求項5に記載した方法であって、更に、送信工程に応じて、遠隔送信機の前記1つから複数のデータ信号を受信する工程を含む方法。

【請求項7】 請求項1に記載した方法であって、送信ダイバーシティが空間時間送信ダイバーシティである方法。

【請求項8】 請求項1に記載した方法であって、更に、基準値を複数の送信機の信号強度間の差と比較する工程を含み、選択工程が比較工程を更に含む方法。 30

【請求項9】 通信回路を動作させる方法であって、複数の送信機のそれぞれから複数の信号を送信し、それぞれの送信機の送信ダイバーシティ及び信号強度に応じて、複数の送信機から選択された送信機の識別を受信し、受信工程に応じて、選択された送信機から送信し、少なくとも他の送信機から少なくとも1つの信号を送信しない、工程を含む方法。

【請求項10】 請求項9に記載した方法であって、複数の信号がパイロット記号を含む方法。 40

【請求項11】 請求項9に記載した方法であって、送信ダイバーシティが空間時間送信ダイバーシティである方法。

【請求項12】 請求項9に記載した方法であって、信号強度が信号対干渉比である方法。

【請求項13】 請求項9に記載した方法であって、選択された送信機から送信する工程は、データ記号を送信することを含み、少なくとも1つの信号を送信しないことは、少なくとも1つのデータ記号を送信しないことを 50

含む方法。

【請求項14】 請求項7に記載した方法であって、更に、各々の複数の送信機からアクティブな送信機のリストを送信することを含む方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は通信方式に対する広帯域符号分割多元接続(WCDMA)、更に具体的に言えば、WCDMA信号の空間時間送信ダイバーシティを用いるサイト選択ダイバーシティ(SSDT)電力制御に関連する。

【0002】

【従来の技術及びその課題】 現在の符号分割多元接続(CDMA)方式は、各信号に固有の符号を割当てることによって、共通のチャンネルを介して異なるデータ信号を同時に送信することを特徴とする。この固有の符号は、データ信号の適切な受取り手を決定するため、選択された受信機の符号とマッチングされる。これらの異なるデータ信号は、地上クラッタ並びに予測し難い信号の反射のため、多重経路を介して受信機に到着する。受信機におけるこれらの多重データ信号の付加的な影響により、受信した信号の強度にかなりのフェージング又は変動が生じることがある。一般的に、多重データ経路によるこのフェージングは、送信エネルギーを広い帯域幅にわたって拡散することによって減らすことができる。この広い帯域幅により、周波数分割多元接続(FDMA)又は時分割多元接続(TDMA)などの狭帯域送信モードに比べて、フェージングが著しく減少する。

【0003】 1998年4月22日に出願され、参照のためここに引用した米国仮特許出願番号60/082, 671に記載されている次世代の広帯域符号分割多元接続(WCDMA)通信方式に対し、新しい基準が絶えず出てきている。これらのWCDMA方式は、パイロット記号の助けを借りたチャンネル推定方式を伴うコヒーレント通信方式である。これらのパイロット記号は、範囲内のあらゆる受信機に対し、所定の時間フレームで四相位相変調された(Quadrature phase shift keyed)(QPSK)既知データとして送信される。フレームは不連続送信(DTX)モードで伝搬し得る。音声トラフィックでは、ユーザが話すときにユーザ・データの送信が行われるが、ユーザが沈黙しているときはデータ記号の送信は行われない。パケット・データの場合も同様に、パケットを送る用意ができていたときのみユーザ・データを送信する。フレームは、それぞれ0.67ミリ秒の15個の等しい時間スロットに分けられる。各時間スロットは等しい記号時間に更に分けられる。例えば、30KSPSのデータ速度で、各時間スロットは20個の記号時間を含む。各フレームは、パイロット記号だけでなく、送信電力制御(TPC)記号及び速度情報(RI)記号のような他の制御記号を含む。これらの制御記号は、デ

ータ・ビットと区別するためにチップとも呼ばれる多重ビットを含む。従って、チップ送信時間(T_c)は、記号時間速度(T)を記号内のチップの数(N)で割った数に等しい。

【0004】従来の研究で、多重送信アンテナは、狭帯域通信方式に対する送信ダイバーシティを増加することによって、受信を改善し得ることが判っている。「チャンネル推定を用いない送信ダイバーシティの新検出方式」という論文で、タロク(Tarokh)他は、TDMA方式のためのこのような送信ダイバーシティ方式を説明している。同じ考えが、アラムチ(Alamouti)の論文「無線通信のための簡単な送信機ダイバーシティ方式」にも記載されている。しかし、タロク他及びアラムチは、WCDMA通信方式のためのこのような送信ダイバーシティ方式を教示していない。

【0005】通信方式における別の改善点は、サイト選択ダイバーシティ送信電力制御(SSDT)を含む。SSDTについて、図7のフローチャートを参照して説明する。移動体受信機は、多数の基地局から頻繁に信号を受信する。移動体受信機は、各々の基地局に対し信号対干渉(SIR)比を計算する。これらのSIR値は、移動体受信機を選択回路720に供給される。この選択回路は、フレーム毎に、最大SIR値を有する基地局を決定し、この基地局の識別を制御ネットワーク630に送信する。この制御ネットワークはその後、次のデータフレームを、選択された基地局にのみ送信する。これにより、通信方式内の遅い対数正規のフェージング及び干渉が低減される。SSDTは、更に、移動体受信機及びセル内の干渉も低減させる。

【0006】この簡略化された選択方式に関し、1つ又はそれ以上の基地局が送信ダイバーシティを利用するとき問題が生ずる。これは、良好なSIRが、セル内の低減されたビット誤り率に対応しないためである。従って、STTD又は他の送信ダイバーシティ方式による改善されたSIRは、ダイバーシティをもたない他の基地局に比べて優れたビット誤り率を有し得る。従来の設計は、1つ又はそれ以上の基地局が送信ダイバーシティを利用するとき、STTD基地局の選択に対する解決策を提供又は提言することができなかった。

【0007】

【課題を達成するための手段及び作用】上述の問題は、複数の遠隔送信機から複数の信号を受信し、複数の遠隔送信機のうち何れが送信ダイバーシティを用いるかを決定する工程を含む、通信回路を動作させる方法によって解決される。複数の信号のそれぞれの信号の信号強度が計算される。決定工程及び計算工程に応じて遠隔送信機の1つを選択する。

【0008】本発明は移動体受信機における干渉を低減させる。セル内の送信電力が低減される。

【0009】

【実施例】本発明は、図面を参照して以下の詳細な説明を読むことによって、更によく理解することができる。

【0010】図1について述べると、本発明の空間時間トランジット・ダイバーシティ(STTD)を用いる典型的な送信機の簡略ブロック図が示されている。送信機回路は、それぞれ導線100、102、104、106でパイロット記号、TPC記号、RI記号、データ記号を受ける。各々の記号は、後で詳しく説明するように、それぞれのSTTDエンコーダで符号化される。各STTDエンコーダが2つの出力信号を生成し、それらが多重化回路120に供給される。多重化回路120は、フレームのそれぞれの記号時間に各々の符号化記号を生成する。こうして各フレームの記号の直列シーケンスが各乗算回路124及び126に同時に供給される。チャンネル直交符号 C_m は各記号で乗算され、選定された受信機に対して固有の信号を生成する。その後、送信のため、STTD符号化されたフレームがアンテナ128及び130に供給される。

【0011】次に図2について述べると、パイロット記号の符号化のため、図1の送信機に用いることができる本発明のSTTDエンコーダにおける信号の流れを示すブロック図が示されている。パイロット記号は、後で詳しく説明するように、チャンネル推定及びその他の機能のために使うことができる所定の制御信号である。STTDエンコーダ112の動作を表1を参照して説明する。STTDエンコーダは、フレームの16個の時間スロットの各々に対し導線100に、記号時間Tにパイロット記号11、記号時間2Tにパイロット記号 S_1 、記号時間3Tにパイロット記号11、そして記号時間4Tにパイロット記号 S_2 を受ける。好ましくは32 KSPSのデータ速度を有する本発明の第1の実施例では、STTDエンコーダが、表1の16個の時間スロットの各々に対して、それぞれ導線204及び206に対応する2つのアンテナの各々に対し4つのパイロット記号のシーケンスを生成する。STTDエンコーダは、導線204の第1のアンテナに対し、それぞれ記号時間T-4Tにパイロット記号 B_1 、 S_1 、 B_2 及び S_2 を生成する。同時にSTTDエンコーダは、第2のアンテナに対して導線206に、それぞれ記号時間T-4Tにパイロット記号

【外1】

$$B_1, -S_1^*, -B_2 \text{ 及び } S_2^*$$

を生成する。各記号は、実数及び虚数成分を表す2ビットを含む。アスタリスクは、記号の複素共役演算又は虚数部分の符号の変化を示す。従って、導線204の第1のアンテナに対する最初の時間スロットのパイロット記号の値は11、11、11、11である。導線206の第2のアンテナに対応するパイロット記号は11、01、00、10である。

【0012】これらの記号のビット信号 $r_j(i + \tau_j)$

が、それぞれの経路208及び210に沿って直列に送信される。それぞれの記号の各ビット信号は、j番目の経路に対応する送信時間 τ の後に続いて遠隔移動アンテナ212で受信される。信号は逆拡散器入力回路（図示せず）に伝搬し、それらはそこで、それぞれの記号時間にわたって加算され、前述したように、4つのパイロット記号時間スロットとL個の多重信号経路のj番目に対*

*応する入力信号
【外2】

$$R_j^1, R_j^2, R_j^3 \text{ 及び } R_j^4$$

を生成する。

【0013】

【表1】

スロット	アンテナ 1				アンテナ 2			
	B_1	S_1	B_2	S_2	B_1	$-S_2^*$	$-B_2$	S_1^*
1	11	11	11	11	11	01	00	10
2	11	11	11	01	11	11	00	10
3	11	01	11	01	11	11	00	00
4	11	10	11	01	11	11	00	11
5	11	10	11	11	11	01	00	11
6	11	10	11	11	11	01	00	11
7	11	01	11	00	11	10	00	00
8	11	10	11	01	11	11	00	11
9	11	11	11	00	11	10	00	10
10	11	01	11	01	11	11	00	00
11	11	11	11	10	11	00	00	10
12	11	01	11	01	11	11	00	00
13	11	00	11	01	11	11	00	01
14	11	10	11	00	11	10	00	11
15	11	01	11	00	11	10	00	00
16	11	00	11	00	11	10	00	01

表 1

【0014】各時間スロットに対するパイロット記号に対応する入力信号を数式5から8に示す。簡単にするため雑音項は省いてある。受信信号

【外3】

$$R_j^1$$

は、すべての時間スロットに対し記号時間Tに一定の値 (11, 11) を有するパイロット記号 (B_1, B_1) によって生成される。従って、受信信号は、第1及び第2のアンテナに対応するそれぞれのレイリー・フェージング・パラメータの和に等しい。同様に、受信信号

【外4】

$$R_j^2$$

は、すべての時間スロットに対し記号時間3Tに一定の値 (11, 00) を有するパイロット記号 ($B_2, -B_2$) によって生成される。従って、第1及び第2のアンテナに対応するレイリー・フェージング・パラメータに対するチャンネル推定値は、数式9及び10にあるように入力信号

【外5】

$$R_j^1 \text{ 及び } R_j^3$$

から容易に得られる。

【0015】

【数1】

$$R_j^1 = \alpha_j^1 + \alpha_j^2 \quad [5]$$

$$R_j^2 = \alpha_j^1 S_1 - \alpha_j^2 S_2^* \quad [6]$$

$$R_j^3 = \alpha_j^1 - \alpha_j^2 \quad [7]$$

$$R_j^4 = \alpha_j^1 S_1 + \alpha_j^2 S_1^* \quad [8]$$

$$\alpha_j^1 = (R_j^1 + R_j^3)/2 \quad [9]$$

$$\alpha_j^2 = (R_j^1 - R_j^3)/2 \quad [10]$$

【0016】次に図3について述べると、遠隔移動受信機と共に用いることのできる本発明の位相補正回路の略図が示されている。この位相補正回路は、それぞれ記号時間2T及び4Tに入力信号

【外6】

$$R_j^2 \text{ 及び } R_j^4$$

を導線324及び326で受ける。各入力信号は、それぞれ数式6及び8に示すように、送信されたパイロット記号によって決められた値を有する。位相補正回路は、導線302に第1のアンテナに対応するレイリー・フェージング・パラメータ

【外7】

 α_j^*

のチャンネル推定値の複素共役を受け、導線306に第2のアンテナに対応する別のレイリー・フェージング・パラメータ

【外8】

 α_j^{**}

のチャンネル推定値の複素共役を受ける。入力信号の複*10

$$R_j^* \alpha_j^* + R_j^* \alpha_j^* = (|\alpha_j^*|^2 + |\alpha_j^*|^2) S_1 \quad [11]$$

$$-R_j^* \alpha_j^* + R_j^* \alpha_j^* = (|\alpha_j^*|^2 + |\alpha_j^*|^2) S_2 \quad [12]$$

【0018】次に、経路特有の記号推定値をレーキ結合回路404（図4）に供給して、個別の経路特有の記号推定値を加算すると、数式13及び14にあるように、正味のソフト記号又はパイロット記号信号が生成される。

【0019】

【数3】

$$\tilde{S}_1 = \sum_{j=1}^L R_j^* \alpha_j^* + R_j^* \alpha_j^* \quad [13]$$

$$\tilde{S}_2 = \sum_{j=1}^L -R_j^* \alpha_j^* + R_j^* \alpha_j^* \quad [14]$$

【0020】これらのソフト記号又は推定値は、経路ダイバーシティLと送信ダイバーシティ2を提供する。したがって、STTD方式の全ダイバーシティは2Lである。この増加されたダイバーシティは、ビット誤り率を小さくするのに非常に有利である。次に、図4について述べると、本発明の閉ループ電力制御の位相補正回路

（図3）を用いることのできる移動体通信方式の簡略図が示されている。移動体通信方式は、外部の信号を送信及び受信するアンテナ400を含む。ダイプレクサ402は、アンテナの送信及び受信機能を制御する。レーキ結合回路404の多数のフィンガは、多数の経路からの受信信号を結合する。数式13及び14のパイロット記号信号を含むレーキ結合回路404からの記号は、ビット誤り率（BER）回路410とビタビ・デコーダ406に供給される。ビタビ・デコーダからのデコードされた記号は、フレーム誤り率（FER）回路408に供給される。平均化回路412は、FERとBERの一方を生成する。この選択された誤り率は、比較器416で基準回路414からの対応する目標誤り率と比較される。比較の結果は、回路418を介してバイアス回路420に供給され、導線424に信号対干渉比（SIR）基準

*素共役は、回路308及び330により導線310及び332にそれぞれ生成される。図示したように、これらの入力信号とその複素共役にレイリー・フェージング・パラメータ推定値信号を乗算して加算すると、数式11及び12にあるように、経路特有の第1及び第2の記号推定値がそれぞれ出力導線318及び322に生成される。

【0017】

【数2】

信号を生成する。

【0021】レーキ結合回路404からのパイロット記号は、SIR測定回路432に供給される。これらのパイロット記号は、放送チャンネルに類似する共通のパイロット・チャンネルから得られる。SIR測定回路は、受信したパイロット記号の平均値から受信信号強度標識（RSSI）推定値を生成する。また、SIR測定回路は、多くの時間スロットにわたって、基地局及び他の移動体装置からの干渉信号の平均値から干渉信号強度標識（ISSI）推定値を生成する。SIR測定回路は、RSSI信号とISSI信号との比からSIR推定値を生成する。このSIR推定値は、回路426で目標SIRと比較される。この比較結果は、回路428を介してTPCコマンド回路430に供給される。TPCコマンド回路430は、遠隔の基地局に送信されるTPC記号制御信号を設定する。このTPC記号は、その後の送信において送信電力を好ましくは1dB単位で（by）増加又は減少させるように基地局に指示する。

【0022】次に図5について述べると、本発明の通信ネットワークにおける信号の流れを示すブロック図が示されている。通信ネットワークは、各遠隔基地局502-506に接続されるネットワーク制御ステーションを含む。ネットワーク制御ステーションは、基地局を介して所定の時間スロットにデータのフレームを送信及び受信する。ネットワーク制御ステーションは、電力制御や他の通信ネットワークとの通信を含む多くの他の機能を行なう。ネットワーク制御ステーションは、好ましくは、移動体装置が1つの基地局から別の基地局へ移動するときなどのソフト・ハンドオフ期間中に、移動体装置512とのSSDT通信を開始する。このソフト・ハンドオフ期間には、移動体装置512が、それと通信する基地局502-506から1つを選択することが必要である。移動体装置は、ネットワーク制御ステーションから、それによって各基地局を識別し得るアクティブ・リ

ストを受取る。さらに、移動体装置は、それぞれの基地局に対する送信ダイバーシティに関する情報を受取る。例えば、移動体装置は、基地局502がSTTDを用い、基地局504及び506がダイバーシティを用いないことを判定する。移動体装置は、各基地局に対して受信したパイロット記号からSIRを計算し、基地局の1つを1次基地局として選択する。その後、移動体装置は、この1次基地局の識別を、基地局を介してネットワーク制御ステーションに逆送信する(510)。その後、ネットワーク制御ステーションは、選択された基地局を除く全ての基地局からの、次のデータ・フレームでの移動体装置512へのデータ記号の送信を終了させる。これにより、ソフト・ハンドオフ中の移動体装置における干渉が著しく減少する。

【0023】次に図6において、本発明の基地局選択を示すフローチャートが示されている。移動体装置は、S*

*SDTを開始するときネットワーク制御ステーションからアクティブ・リストを受取る。移動体装置は、受信したパイロット記号からこのアクティブ・リストの各基地局に対するSIRを計算する。各基地局に対するそれぞれのSIR信号は、導線600-604を介して選択回路620に供給される。選択回路620は、各基地局に対応するダイバーシティ信号を導線606-610で受信する。これらのダイバーシティ信号は、それぞれの基地局が送信ダイバーシティを用いるかどうかを示す。選択回路は、導線612で基準信号 η を受信する。この基準信号がSIR及びダイバーシティ信号と共に用いられて、以下の表2に示すように、1次基地局を選択する。

【0024】

【表2】

BTSx	BTSy	基準	選択
ND	ND	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
		$SIR_y > SIR_x$	BTSy
STTD	STTD	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
		$SIR_y > SIR_x$	BTSy
STTD	ND	$SIR_x > SIR_y$	BTSx
		$SIR_y > SIR_x$ かつ	
		$SIR_y - SIR_x > \eta$	BTSy
		その他	BTSx
ND	STTD	$SIR_y > SIR_x$	BTSy
		$SIR_x > SIR_y$ かつ	
		$SIR_x - SIR_y > \eta$	BTSx
		その他	BTSy

表2

【0025】表2の記載事項は、基地局BTSxとBTSyとの間の選択のそれぞれの条件を示す。しかし、これらの選択基準は、任意の数の基地局に一般的に適用できる。送信ダイバーシティはSTTDとして示すが、任意の種類のダイバーシティに一般的に適用できる。ダイバーシティがない場合はノー・ダイバーシティ(ND)として示す。BTSxとBTSyが同じダイバーシティを有するとき、選択回路620は、最大SIRを有する基地局を選択する。代わりに、基地局の1つが送信ダイバーシティを用いるとき、選択回路620は、それがダイバーシティを有さない対応基地局よりも大きなSIRを有する場合、それを1次基地局として選択する。しか

し、ダイバーシティを有さない基地局のほうが一層大きなSIRを有する場合、ダイバーシティSIRとノン・ダイバーシティSIRとの差が導線612の閾値 η を越える場合にのみ、それが1次基地局として選択される。これは、送信ダイバーシティに有利になるように選択の偏りを提供する際に非常に利点がある。これは、STTDを用いたダイバーシティ・アンテナからの直交記号送信の改善された受信のために望ましい。

【0026】選択回路620が表2の選択基準に従って1次基地局を識別した後、移動体装置は、1次基地局の識別を、基地局を介してネットワーク制御ステーション500へ逆送信する(630)。基地局502が選択さ

れる場合、ネットワーク制御ステーションはその後、次のフレームのための基地局504及び506から移動体装置512へのデータ記号の送信を終了させる(640)。移動体装置512に選定された全てのデータ記号は、次のデータ・フレームで基地局502によってのみ送信される。しかし、パイロット記号は各基地局に対して送信される。このように、移動体装置は、後続のデータフレームに対し、基地局選択プロセスを反復することができる。これにより、ソフト・ハンドオフ中の移動体装置における干渉が著しく減少する。さらに、選択基準に送信ダイバーシティを加えることにより、以下に詳細に説明するように、システム内の通信が著しく改善される。

【0027】次に図8について述べると、図9のシミュレーション結果のためのシミュレーション・パラメータを示す表が示されている。このシミュレーションは、基地局に関して3 kmphの徒歩移動のドップラー速度に基づく。ノン・ダイバーシティのシミュレーションは、3つの基地局が移動体装置にパイロット記号を送信することを考慮している。シミュレーションされた基地局の何れも送信ダイバーシティを用いない。従って、選択は最大SIRに基づく。ダイバーシティのシミュレーションは、3つの基地局が移動体装置にパイロット記号を送信することを考慮している。シミュレーションされた基地局の全てがSTTDを用いる。このため、基地局の選択は、同じく最大SIRに基づく。図9に関し、 10^{-3} 符号化ビット誤り率(BER)に対し、STTD及びSSDTの破線曲線は、SSDTの実線曲線に比べて1.1 dBの改善を示す。このように、通信方式にSSDTと共にSTTDを含むことによって、通信が著しく改善される。移動体装置だけでなく、そのセル内の干渉も著しく低減される。更に、他の基地局からの干渉のない移動体装置により、改善されたソフト・ハンドオフ判定が迅速に成され得る。

【0028】本発明を好ましい実施例に関連して詳細に説明したが、この説明は例示のためであり、限定的な意

味に解釈されることを意図するものではない。本発明の利点は、本発明の明細書を参照すれば当業者には理解され得るように、例えば、デジタル信号処理回路によって達成できる。更に、送信ダイバーシティをSSDTと組み合わせる代替の形式の利点により、通信において対応する改善点が提供される。

【0029】本発明の概念は、移動体通信方式、及び移動体通信方式内の回路に具現化されることを理解されたい。更に、本発明の記述を参照すれば、本発明の実施例の詳細の多数の変更が当業者には明らかであることを理解されたい。このような変更及び付加的な実施例は以下の特許請求の範囲内にあることを考慮している。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の空間時間送信ダイバーシティ(STTD)を用いる典型的な送信機の簡略ブロック図。

【図2】図1の送信機に用いることができる本発明のSTTDエンコーダにおける信号の流れを示すブロック図。

【図3】受信機と共に用いることができる本発明の位相補正回路の略図。

【図4】図3の位相補正回路を有する受信機のブロック図。

【図5】通信ネットワークにおける信号の流れを示すブロック図。

【図6】本発明の基地局選択を示すフローチャート。

【図7】先行技術の基地局選択を示すフローチャート。

【図8】図9のシミュレーション結果のためのシミュレーション・パラメータを示す表。

【図9】SSDTと、STTD及びSSDTとを比較するシミュレーション。

【符号の説明】

500 ネットワーク制御ステーション
502, 504, 506 遠隔送信機
508, 509, 514, 516 信号
512 移動体装置

【図1】

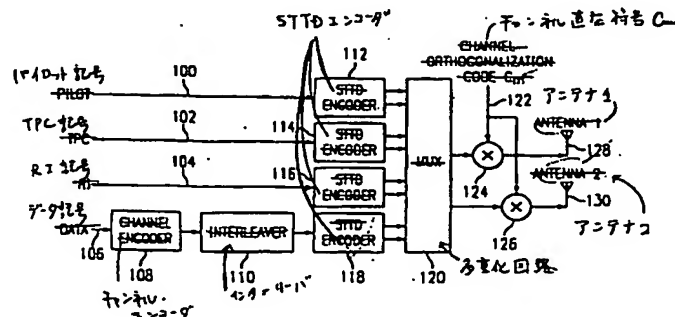


Figure 1 is a block diagram of a receiver system for a two-carrier, two-polarization signal. The diagram shows two parallel processing paths for signals R_1 and R_2 .

Top Path (Processing R_1):

- Input R_1 (324) is split into two branches.
- Branch 1: Multiplier (300) with gain α_1^1 → Combiner (302) → Multiplier (306) with gain α_1^2 → Combiner (310) → $I_{\text{symb}}/2$ (316).
- Branch 2: Multiplier (304) with gain α_1^1 → Combiner (316) → $Q_{\text{symb}}/2$ (318).

Bottom Path (Processing R_2):

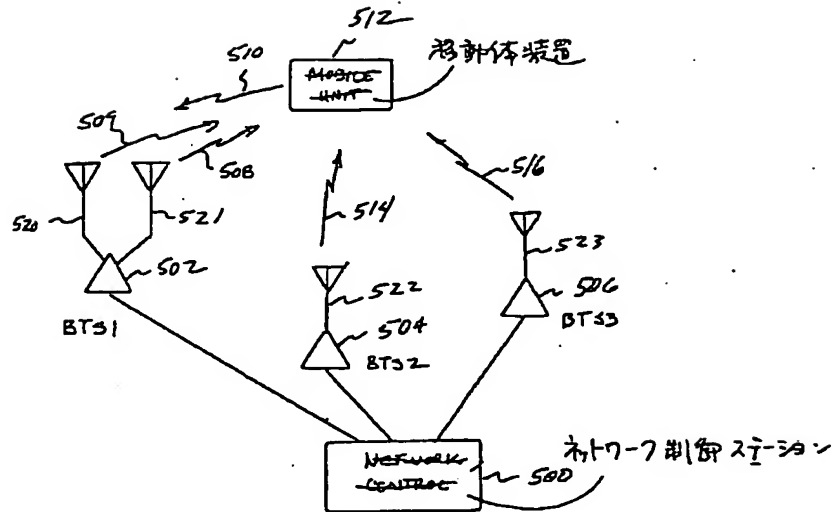
- Input R_2 (326) is split into two branches.
- Branch 1: Multiplier (324) with gain α_1^1 → Combiner (308) → Multiplier (312) with gain α_1^2 → Combiner (320) → $I_{\text{symb}}/2$ (322).
- Branch 2: Multiplier (328) with gain α_1^1 → Combiner (332) → $Q_{\text{symb}}/2$ (336).

The final outputs are I_{symb} and Q_{symb} , which are then processed by "TO REUSE COMBINER OF SYMBOL ST" blocks. Handwritten notes in Chinese identify the signals and the reuse combiner blocks.

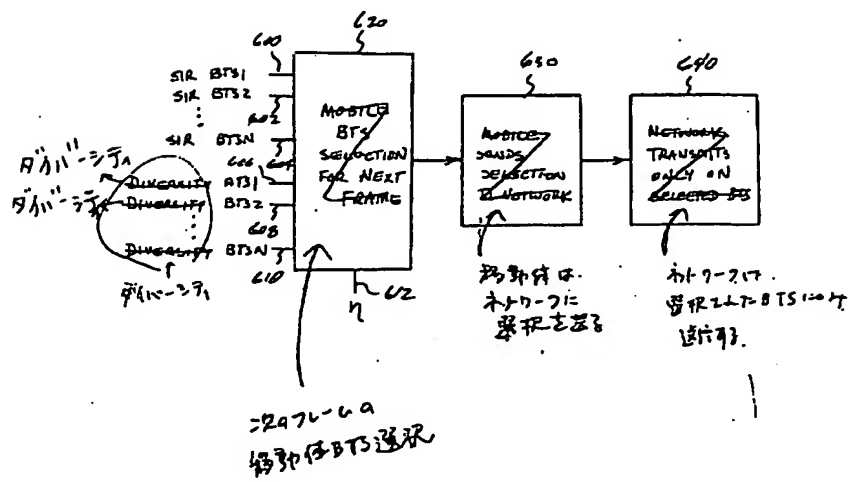
Block diagram of a target FER/BER measurement system. The diagram shows a feedback loop for TPC control. Key components include:

- 400: TX Freq
- 402: Divider
- 404: Rate Combiner
- 406: Viterbi Decoder
- 408: FER MEASUREMENT (FER測定回路)
- 410: BER MEASUREMENT (BER測定回路)
- 412: AVERAGING
- 414: TARGET FER/BER (目標 FER/BER)
- 416: (+)
- 418: (F)
- 420: T_{lim}
- 422: (+)
- 424: TPC COMMAND
- 426: (+)
- 428: (F)
- 430: TPC COMMAND
- 432: SIR MEASUREMENT
- 434: TX AMP
- 436: INNER LOOP

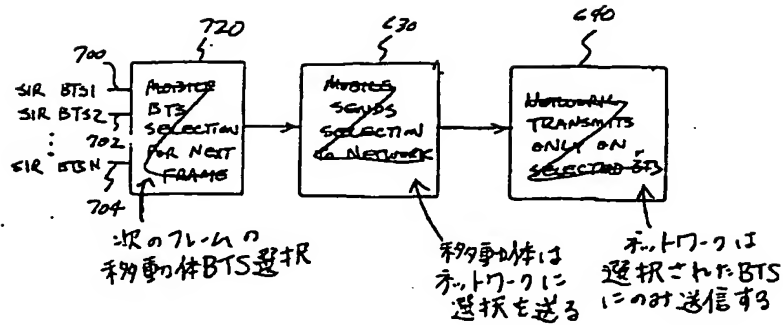
【図5】



【図6】



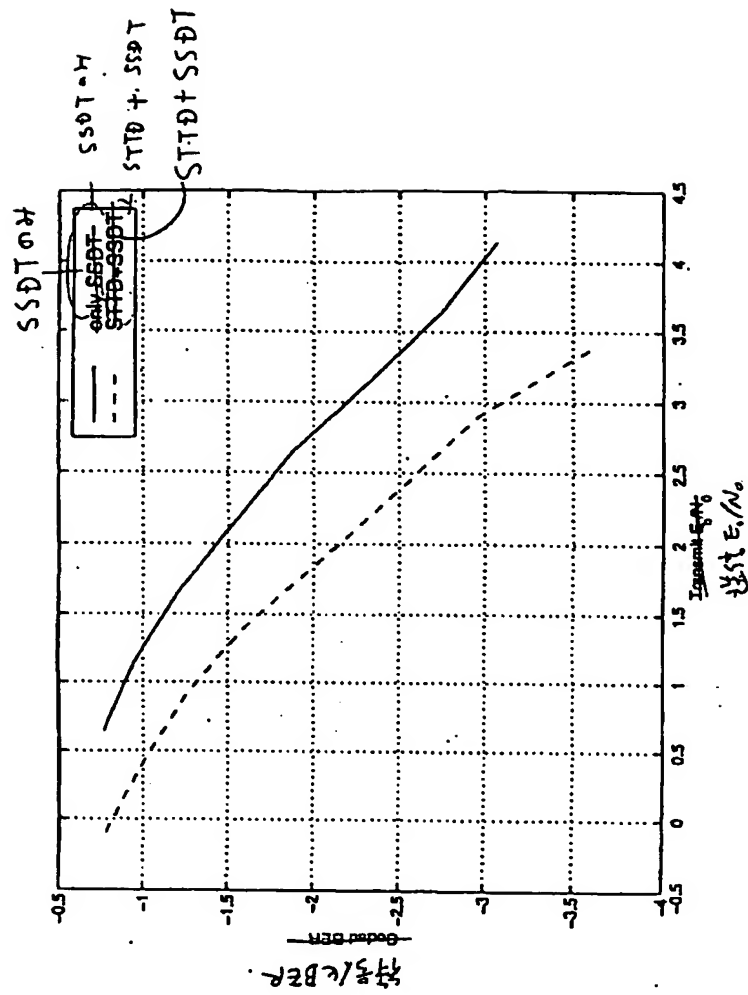
【図7】



【図8】

シミュレーション環境	室内-屋外 徒歩移動
速度	3 kmph
データ速度	32 KSPS
情報ビット速度	8 Kb/s
フレーム毎の Info/CRC/tail ビット	80/16/8
畳み込み符号化速度	1/3, k=9
反復 (Repetition)	8ビット/10 ms (312→320)
インターリーバ	10 ms, 16×20
DCCH ビット/フレーム	96
スロット毎の Pilot/TPC/TPI ビット	8/2/0
チャンネル推定	最適 (Perfect)
ソフト・ハンドオフにおける基地局の数	3
シミュレーション条件: SSDT のみ	3つの基地局の何れもアンテナ・ダイバーシティなし
シミュレーション条件: STTD+SSDT	3つの基地局のそれぞれで STTD 符号化を用いる2つの送信アンテナ
移動体のソフト・ハンドオフ基地局のそれぞれの平均電力	等しい
移動体の基地局選択	SSDT のみ: 最大受信電力に基づく STTD+SSDT: 最大受信電力に基づく
SSDT に対する基地局選択の頻度	フレーム毎 (10 msec.)
SSDT に対する基地局選択におけるアップリンク誤差 (FBI ビット誤り率)	なし
フォワード・リンク電力制御	SSDT のみ: 選択された基地局に対し1つのスロットを平均する STTD+SSDT: 選択された基地局に対し1つのスロットを平均する
電力制御段階 (dB)	1
電力制御速度 (Hz)	1600
TPCアップデート遅延 (スロット)	1
TPC誤り率	5%
所望の符号化 BER	10^{-3}

【図9】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.⁷
H04J 13/00

識別記号

FI
H04J 13/00

テマート(参考)
A